

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

特許第3183659号
(P3183659)

(45) 発行日 平成13年7月9日(2001.7.9)

(24) 登録日 平成13年4月27日(2001.4.27)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

請求項の数16(全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平11-346830

(22) 出願日 平成11年12月6日(1999.12.6)

(65) 公開番号 特開2000-216750(P2000-216750A)

(43) 公開日 平成12年8月4日(2000.8.4)

審査請求日 平成11年12月6日(1999.12.6)

(31) 優先権主張番号 9 8 2 6 8 8 4 . 0

(32) 優先日 平成10年12月7日(1998.12.7)

(33) 優先権主張国 イギリス (G B)

(73) 特許権者 599036406

ミツビシ・エレクトリック・インフォメ
イション・テクノロジー・センター・ヨ
ーロッパ・ビー・ヴィ

フランス国、35700 レヌヌ、アヴニュ
ー・デ・ビュット・ド・コスケム 80

(72) 発明者 デニス・ブランド

イギリス国、サリー・ジュー2・5ワ
イディ、ギルドフォード、ザ・サリー・
リサーチ・パーク、フレデリック・サン
ガー・ロード 20

(74) 代理人 100057874

弁理士 曾我 道照 (外6名)

審査官 高野 洋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重化信号の復調方法及び受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重化信号を復調する方法において、該信号を実質的に非周期的間隔でサンプリングし、サンプリングされた信号を周波数領域に変換するステップを含むことを特徴とする直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項2】 サンプリングされた信号がRF信号であることを特徴とする請求項1に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項3】 サンプリングされた信号がIF信号であることを特徴とする請求項1に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項4】 RF信号を自走局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出することを特徴とする請求項3に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項5】 RF信号を安定化された局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出することを特徴とする請求項3に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項6】 RF信号を受信信号にロックされた局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出することを特徴とする請求項3に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項7】 サンプリングタイミングが加法的ランダム・シーケンスを形成することを特徴とする請求項1ないし6のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項8】 周波数領域に変換された信号のスペクトル内の直交周波数分割多重化搬送波の分布を判定し、該分布を考慮して出力データを発生するステップを含むこ

とを特徴とする請求項1ないし7のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法。

【請求項9】 直交周波数分割多重化信号を復調する受信装置において、該信号を実質的に非周期的間隔でサンプリングする手段と、サンプリングされた信号を周波数領域に変換する手段と、を含むことを特徴とする直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【請求項10】 サンプリングされた信号がRF信号であることを特徴とする請求項9に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【請求項11】 サンプリングされた信号がIF信号であることを特徴とする請求項9に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【請求項12】 RF信号を自走局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出する手段を含むことを特徴とする請求項11に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【請求項13】 RF信号を安定化された局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出する手段を含むことを特徴とする請求項11に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【請求項14】 RF信号を受信信号にロックされた局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出する手段を含むことを特徴とする請求項11に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【請求項15】 サンプリングタイミングが加法的ランダム・シーケンスを形成することを特徴とする請求項9ないし14のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【請求項16】 周波数領域に変換された信号のスペクトル内の直交周波数分割多重化搬送波の分布を判定し、該分布を考慮して出力データを発生する手段を含むことを特徴とする請求項9ないし15のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重化(OFDMと略称する)技術に関し、特に、OFDM信号の復調に係る、直交周波数分割多重化信号の復調方法及び受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】送信される情報が非常に多数の正確に配置された隣接する搬送波に並列に変調されているOFDM信号は、周知のように、多重路干渉に起因するフェージングの回避もしくは低減を含め数多くの利点を有している。このことは、音声放送(DAB)での使用及び映像放送(DVB)での使用にとって特に有利である。

【0003】従来のOFDM信号復調方式においては、受信RF信号と混合される高精度の局部発振器信号を発生している。これにより、中間周波数(IF)信号が発生

され、該中間周波数信号は次いでサンプリングされる。サンプルは、次いで、別々の実成分及び虚成分に変換され、これら成分は周波数領域に変換される。その結果として、それぞれ搬送波と関連付けられた多重の出力が得られる。その場合、各出力は4つのとりうる位相値のうちの1つを表す。(例えば、典型的なDAB信号の一例においては、1536個の搬送波がある。)

【0004】この場合、局部発振器の周波数に誤差があればサンプリングエラーが生ずる。従って、従来より、同調中のロッキング・プロセス(locking-in process)の精度及び速度を改善するべく多大な努力が払われてきている。加えるに、アナログ-デジタル変換器(A/D変換器)のサンプリングタイミング(sampling times)を受信信号に正確に整合したり、周波数領域への変換に用いられるフーリエ変換プロセスを受信符号に正確に整合するべく努力がなされてきていた。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】上述のような要求を満たす上での固有の問題を回避もしくは緩和することが望まれ、またより簡素で安価な直交周波数分割多重化信号の復調方法及び受信装置を得ることが望まれていた。

【0006】この発明は上記の課題を解消するためになされたもので、ランダムなサンプリング、特に、非周期的もしくは実質的に非周期的なサンプリングにより変調された搬送波を復調する、タイミング同期の必要性を回避でき、また簡素で安価な直交周波数分割多重化信号の復調方法及び受信装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】上記の目的に鑑み、この発明は、直交周波数分割多重化信号を復調する方法において、該信号を実質的に非周期的間隔でサンプリングし、サンプリングされた信号を周波数領域に変換するステップを含むことを特徴とする直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0008】また、サンプリングされた信号がRF信号であることを特徴とする請求項1に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0009】また、サンプリングされた信号がIF信号であることを特徴とする請求項1に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0010】また、RF信号を自走局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出することを特徴とする請求項3に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0011】また、RF信号を安定化された局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出することを特徴とする請求項3に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0012】また、RF信号を受信信号にロックされた局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出す

ることを特徴とする請求項3に記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0013】また、サンプリングタイミングが加法的ランダム・シーケンスを形成することを特徴とする請求項1ないし6のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0014】また、周波数領域に変換された信号のスペクトル内の直交周波数分割多重化搬送波の分布を判定し、該分布を考慮して出力データを発生するステップを含むことを特徴とする請求項1ないし7のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の復調方法にある。

【0015】また、直交周波数分割多重化信号を復調する受信装置において、該信号を実質的に非周期的間隔でサンプリングする手段と、サンプリングされた信号を周波数領域に変換する手段と、を含むことを特徴とする直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0016】また、サンプリングされた信号がRF信号であることを特徴とする請求項9に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0017】また、サンプリングされた信号がIF信号であることを特徴とする請求項9に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0018】また、RF信号を自走局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出する手段を含むことを特徴とする請求項11に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0019】また、RF信号を安定化された局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出する手段を含むことを特徴とする請求項11に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0020】また、RF信号を受信信号にロックされた局部発振器信号と混合することによりIF信号を導出する手段を含むことを特徴とする請求項11に記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0021】また、サンプリングタイミングが加法的ランダム・シーケンスを形成することを特徴とする請求項9ないし14のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0022】また、周波数領域に変換された信号のスペクトル内の直交周波数分割多重化搬送波の分布を判定し、該分布を考慮して出力データを発生する手段を含むことを特徴とする請求項9ないし15のいずれかに記載の直交周波数分割多重化信号の受信装置にある。

【0023】本発明の1つの様相によれば、受信信号(RFまたはIF信号)をランダムな時間間隔でサンプリングすることによりOFDM信号を復調し、その結果得られるサンプル信号を周波数領域に変換する。ランダムなサンプリング、特に、非周期的もしくは実質的に非周期的なサンプリングによれば、変調された搬送波を復調することができるばかりではなく、サンプリングがRF

信号から直接復調信号を抽出するのに用いられる場合には局部発振器の必要性を回避することができ、またIF信号をサンプリングする場合には正確な局部発振器の必要性を回避することができる。更にまた、本発明の技術によれば、タイミング同期の必要性を回避でき、近似的な符号同期だけしか要求されない。

【0024】本発明の上述した構成は、受信信号に対し正確な同調を確保し、次いで該信号を正確に予め定められた時点でサンプリングするという従来の技術とは、ランダムな時間間隔でサンプリングを行うという点で大きく異なっていることが理解されるであろう。

【0025】本発明の好適な実施の形態においては、サンプリングタイミング(sampling times)は $t_n = t_{n-1} + e_n$ の形態の加法的ランダム・シーケンスを形成する。

【0026】上記式において、 t_n は n 番目のサンプリング時点を表し、 t_{n-1} は先行のサンプリング時点を表し、そして e_n は、各区間毎に値がランダムに変化する周期を表す。この形式のシーケンスは周期性が乏しく、従ってサンプリングタイミング $t_n = nT + e_n$ 、即ちサンプリング間隔が、公称期間 T に対しランダムに決定される周期を加えたものに等しくなるような従来のデジザ技術で用いられる他のシーケンスと比較して有利である。信号に周期性があると、エーリアシング(aliasing＝折り返し雑音)が生じ、上記技術が有効もしくは効果的である周波数範囲が制限されてしまう。

【0027】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照し、本発明の実施の形態に関し説明する。

実施の形態1. 図1に本発明の一実施の形態によるOFDM信号の受信装置、図2には従来のOFDM信号の受信装置が示してある。まず、図2を参照するに、従来のOFDM信号の受信装置は、送信されたRF信号を受信するためのアンテナ11を備えている。RF帯域フィルタ12は選択された多重信号を通過させ、他の信号を除去する。ミキサ13は、該RF信号並びに局部発振器19からの信号を受けて、該RF信号と局部発振器の出力信号との間の和信号及び差信号を発生する。IF帯域フィルタ14は、不所望な側波帯信号を減衰して、アナログディジタル変換器(ADCとも称する)15にIF信号を供給する。該ADC15は、正確な規則的時間間隔で、ろ波されたIF信号をサンプリングする。サンプリングされた信号は次いで、(実-虚/直角位相成分)変換器16により実信号から同相及び直角位相成分に変換される。なお、該同相及び直角位相成分は、それぞれI信号及びQ信号と称することにする。

【0028】プロセッサ17は、高速フーリエ変換(FFTとも称する)を行い、I及びQ信号を周波数領域に変換する。

【0029】位相復調器18は、送信されてきたデータを含むFFT出力の位相を抽出する。このようにして各

搬送波毎に、I信号及びQ信号のフーリエ変換で、当該搬送波に対する変調符号を表す位相情報が発生される。

【0030】符号／タイミング／周波数同期装置20は、位相復調器18から信号を受け、(a)受信装置の正確な同調を確保するために局部発振器19を制御するのに用いられる周波数同期信号と、(b)適正なタイミングでのサンプリングを確保するためにADC15に供給されるタイミング同期信号及び(c)各送信符号の頭出しを正確にするために高速フーリエ変換(FFT)プロセッサ17に供給される符号同期信号を発生する。

【0031】次に本発明の一実施の形態が示してある図1を参照する。なお、図2に示した回路構成要素に対応する構成要素には図2で用いたものと同じ参照数字が付してある。

【0032】図1から明らかなように、本実施の形態においては、局部発振器19、ミキサ13或いはIF帯域フィルタ14は設けられていない。従って、図1の回路構成においては、ろ波されたRF信号は直接、ADC15に供給される。該ADC15は、不均等なサンプリングタイミング発生器7によって決定されるタイミングで上記信号をサンプリングする。該発生器7は図3に詳細に示してある。該サンプリングタイミング発生器7は、水晶発振器9を備えており、該水晶発振器9の出力パルスは、パルス選択回路8に送られる。該パルス選択回路8はまた、擬似ランダム数発生器10の出力をも受ける。該擬似ランダム数発生器10の出力は、パルス列もしくはパルス・ストリーム中、削除すべきパルス及び残すべきパルスを定める指標を表す。1つの例として、2つの相続く選択されたパルス P_n 及び P_{n-1} 間の時間区間は、 r_n 個のクロック・パルスに対応し、ここで、 r_n は発生されたランダム数を表す。発生器7からは選択されたパルスが出力される。従って、該発生器7の出力は、各個々のパルス間にランダムな整数個のクロック周期が存在するパルスの流れ、即ち、パルス・ストリームとなる。なお、本明細書中の術語「ランダムな」シーケンスは、擬似ランダム・シーケンスをも包摂する意図で用いられている。

【0033】ADC15の出力は続いてI/Q変換器16に供給される。該I/Q変換器16は、上記サンプリングタイミングを用いて変換を行い、それによりI信号及びQ信号は、時間-周波数変換プロセッサ21により周波数領域に変換される。本実施の形態においては、標準のFFTプロセッサを使用することはできない。と言うのは、標準のFFTプロセッサは、規則的な時間間隔で導出される受信サンプルに対して動作するように構成されているからである。従って、本実施の形態においては、プロセッサ21として離散的フーリエ変換(DFT)プロセッサが用いられる。サンプリングタイミング信号はDFTプロセッサ21に供給され、変換プロセスで使うことができるように該プロセッサに記憶される。

【0034】プロセッサ21の出力は復調器18に供給される。

【0035】図4は、或る特定の実例の例において、或る符号期間に渡り測定されたDFTプロセッサ21の出力パワーを示すスペクトル図である。図から明らかなように、ランダムなサンプリングで、雑音のように見える不鮮明なエーリアス周波数(alias frequencies)が生ずる。このようなエーリアス周波数は、平均サンプリング速度を増大することにより低減することが可能であろう。しかしながら、図4に示した雑音レベルを伴っていても、搬送波を含む領域を表す図示の中央の高レベル領域は、他の領域から容易に識別できる。その理由は、受信搬送波と、関心のある周波数範囲外のレベルとは、約20dBも分離しているからである。

【0036】図5は、復調プロセスにおけるエーリアス周波数の作用効果を図解する図である。図5において、各点は各搬送波と関連する個々の変調符号の検出された位相を表す。完全に同調された理想的な系においては、4つの象限(直角位相)の各々に単一の点の値が現れるであろう。しかしながら、ランダムなサンプリングが原因で、各象限(直角位相)における値は不鮮明になっている。それにも拘わらず、点群間に重なりが生じない限り、誤りなく符号を復調することが可能である。

【0037】図4及び図5には、中心周波数が201MHz、搬送波間隔が1kHz、そして符号持続時間が1msであって各搬送波毎にランダムな位相を有するDAB1536搬送波信号を模擬した特定の例が示してある。符号を抽出するために、平均サンプリング周波数8MHzで8000個の非周期的なサンプルを取り出す。DAB信号に対する適当なサンプリング機能は、平均サンプリング周波数が8MHz、標準偏差が0.3で最大公約数が1/500MHzに対応する2nsでの加法的ランダム・タイミング・シーケンスである。上記図には、(実サンプリングデータが8ビットで虚サンプリングデータが8ビットであると仮定した場合の)2000の複素点DFTの出力が示されている。

【0038】例えば、モードIで動作するEureka 147 DABシステムにとって適切な受信装置のような実例においても同様の結果を期待することができる。この信号に対するパラメータは、1kHzづつ離間し、符号持続期間が1246 μ sで246 μ sのガード(保護)区間を有する1536個の搬送波である。英国の無線周波音声放送(UK RF DAB)周波数は、220MHzの領域内にある。これらパラメータに対し適切な水晶発振器周波数は、500MHzの領域内にある。また、RF帯域フィルタ12は、約2MHzの帯域幅を有するのが好ましい。

【0039】なお、所望の信号を消してしまうような不鮮明なエーリアジングを発生するような大きな隣接信号を回避するためには、RF帯域フィルタ12を狭帯域幅

とするのが好ましい。

【0040】実施の形態2。図6には本発明の別の実施の形態が示してある。この実施の形態においては、フィルタ12からのRF信号はIF信号に変換され、従って、フィルタ12は、正確に設定された上記のような狭帯域幅を有する必要はない。ミキサ13は、自走局部発振器19からの信号を受けて、IF帯域フィルタ14によりろ波されるIF信号を発生する。従って、ADC15は、図1に示した実施の形態とは異なり、RF信号ではなくIF信号をサンプリングする。

【0041】局部発振器19は、自走局部発振器であるので、IF搬送周波数を正確に予測することはできない。しかしながら、複素点フーリエ変換の回数が、搬送波の数を越える(例えば、1536の搬送波に対して2000複素点フーリエ変換)ことを前提にすると、搬送波は、変換の周波数範囲内にある。

【0042】DFTの出力内における変換された搬送波の位置は、局部発振器周波数に依存して変わり得ることは理解されるであろう。図7を参照するに、垂直の線は、DFTプロセッサ21の出力の「周波数ビン(frequency bins)」を表す。慣用の受信装置においては、局部発振器の周波数は、予め定められたビン、例えばビンIからM内にM個の搬送波が位置するように調整されている。従って、復調器18は、これらビンの内容に基づくデータを発生する。本実施の形態においては、局部発振器19は調整されない。従って、搬送波の分布を判定(例えば、オフセットxが最低周波数搬送波の位置を表す等)した後、復調器18は、ビンxからM+x内の搬送波の内容に基づくデータを出力する。

【0043】変換された搬送波が分布している周波数スペクトルは、多くの方法の内の任意の仕方で見ることができ。例えば、フーリエ変換プロセスの周波数出力の各々を、閾値を参照してチェックし、それにより、変換された搬送波を含む周波数スロットを決定することができる。別法として、各周波数スロット毎の復調データをチェックすることも可能である。ランダムに分布している位相を含む周波数スロットは搬送波を含まず、他方、位相が実質的に信号の変調に対応する4つの予測される位相に等しい周波数スロットは、搬送波を含む周波数スロットであると考えられる。更に、別法として、変換された搬送波の分布を、復調されたデータの内容をチェックすることにより決定することができる。1つの特定の例として、変調器の出力をチェックし、個々の変調符号のパターンが既知の送信されてきたパターン、例えば慣用のシステムにおいて伝送される位相基準符号のパターンに対応するか否かを決定することが可能である。

【0044】このように、復調器は、DFTプロセッサの出力スペクトルにおけるOFDM搬送波の位置を決定することができ、その情報を既述のように用いて復調器出力データを発生する。

【0045】上述の技術を用いれば、搬送波の分布における如何なる変動も補正することができるので、従来技術におけるように、個々の搬送波を特定の周波数スロットに変換する必要がなくなることは理解されるであろう。また、このような補正により、受信RF信号のスペクトル遷移(例えば、ドップラー遷移)を招来するような種類の信号の歪みも補正される。従って、このような分布補正技術は上記のような信号歪みに対処すべく、図1に示した実施の形態にも有利に適用可能である。

【0046】自走発振器を使用する代わりに、局部発振器19を安定な外部ソースにロックして時間的な周波数ドリフトを低減したり、また従来の受信装置におけるように入力受信信号にロックして周波数遷移を補償することが可能である。

【0047】

【発明の効果】以上のようにこの発明によれば、直交周波数分割多重化信号の復調に関し、非周期的時間間隔で受信信号をサンプリングし、サンプリングした信号を周波数領域に変換することにより該受信信号を復調するようにしたので、ランダムなサンプリング、特に、非周期的もしくは実質的に非周期的なサンプリングにより変調された搬送波を復調することができ、タイミング同期の必要性を回避した直交周波数分割多重化信号の復調方法を提供することができる。

【0048】また、直交周波数分割多重化信号を復調する受信装置において、該信号を実質的に非周期的間隔でサンプリングする手段と、サンプリングされた信号を周波数領域に変換する手段と、を含むようにしたので、簡素で安価な直交周波数分割多重化信号の受信装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施の形態による受信装置のブロック図である。

【図2】 従来の受信装置のブロック図である。

【図3】 図1に示した実施の形態において用いられるサンプリングタイミング発生器を示すブロック図である。

【図4】 本発明において復調器に供給されるRF信号のスペクトルを示す図である。

【図5】 本発明において復調された信号の位相を示す任意スケールで描いた散乱ダイアグラムの図である。

【図6】 本発明の別の実施の形態による受信装置のブロック図である。

【図7】 図6に示した時間一周波数変換プロセッサである離散的フーリエ変換プロセッサの出力を略示する図である。

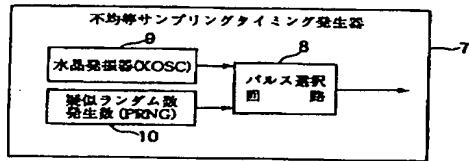
【符号の説明】

7 不均等サンプリングタイミング発生器、8 パルス選択回路、9 水晶発振器、10 擬似ランダム数発生器、11 アンテナ、12 RF帯域フィルタ、13

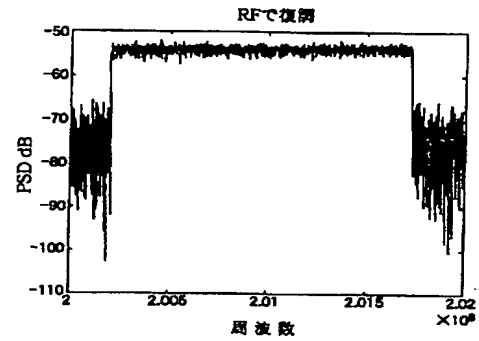
ミキサ、14 IF帯域フィルタ、15 A/D変換器
(ADC)、16実-虚/直角位相成分変換器、18 位

相復調器、19 自走局部発振器、21 時間-周波数
変換プロセッサ(DFTプロセッサ)。

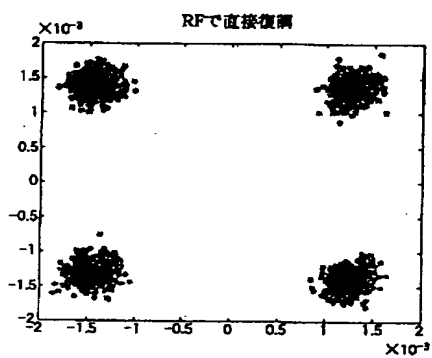
【図3】



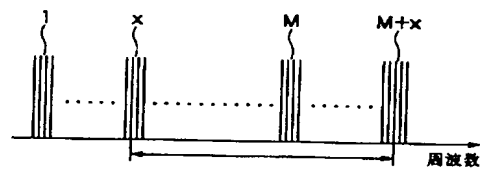
【図4】



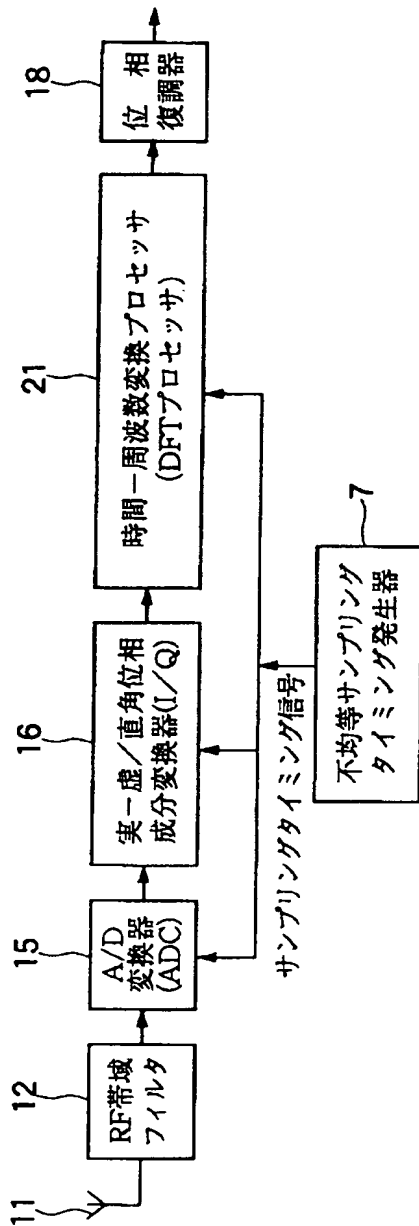
【図5】



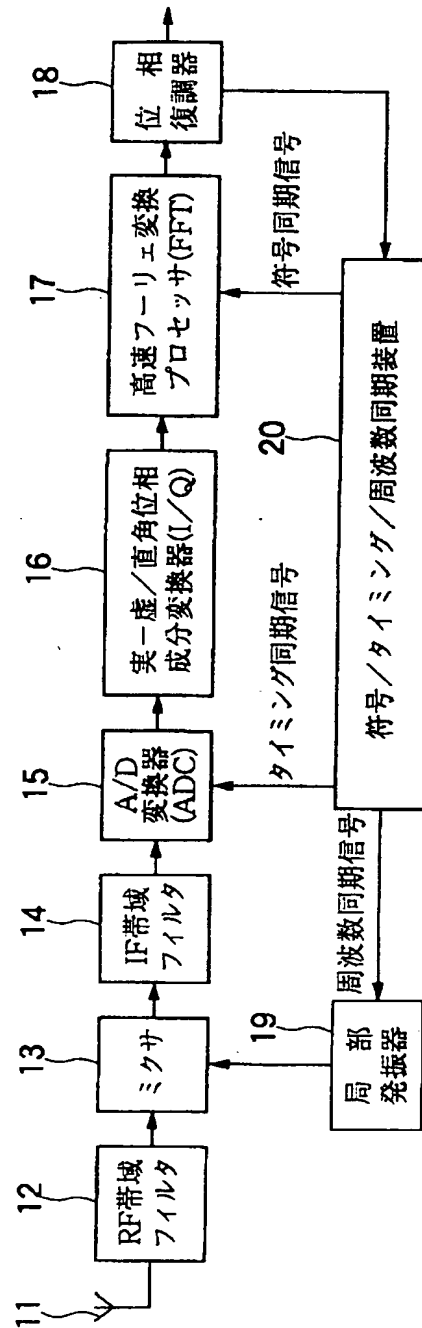
【図7】



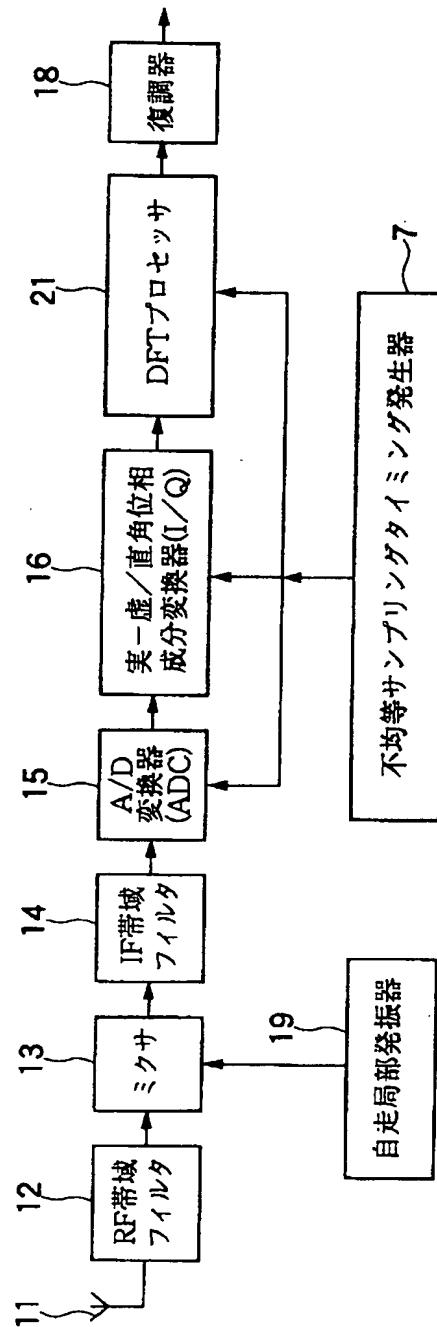
【図1】



【図2】



【図6】



フロントページの続き

(56) 参考文献 特開 平10-107629 (J P , A)
 特開 平4-140924 (J P , A)
 特開 平9-243679 (J P , A)

(58) 調査した分野 (Int. Cl. 7, D B 名)
 H04J 11/00